

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 特 許 公 報 (B 2)

(11) 特許番号

第2587718号

(45) 発行日 平成 9 年(1997) 3 月 5 日

(24) 登録日 平成 8 年(1996)12月 5 日

(51) Int.Cl. ⁶	識別記号	序内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 5 B 41/24			H 0 5 B 41/24	D
B 6 0 Q 1/04				P
H 0 5 B 41/24				V
			41/29	B
				C
41/29				

請求項の数 2 (全 20 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号 特願平2-263300

(22) 出願日 平成 2 年(1990)10月 1 日

(65) 公開番号 特開平4-141988

(43) 公開日 平成 4 年(1992) 5 月15日

(73) 特許権者 999999999
株式会社小糸製作所
東京都港区高輪 4 丁目 8 番 3 号

(72) 発明者 佐々木 勝
静岡県清水市北脇500番地 株式会社小
糸製作所静岡工場内

(72) 発明者 村田 敦彦
静岡県清水市北脇500番地 株式会社小
糸製作所静岡工場内

(72) 発明者 小田 悟市
静岡県清水市北脇500番地 株式会社小
糸製作所静岡工場内

(74) 代理人 弁理士 小松 祐治

審査官 関 信之

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 車輛用放電灯の点灯回路

1

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 直流電圧を交流電圧に変換して放電灯に供給するための直流-交流変換手段と、
放電灯のランプ電圧に関する検出信号を得るためのランプ電圧検出回路と、
放電灯のランプ電流に関する検出信号を得るためのランプ電流検出回路と、
ランプ電圧検出回路及びランプ電流検出回路からの検出信号を受けて直流-交流変換手段の出力電圧を制御する制御部を備え、
該制御部が、ランプ電圧-ランプ電流特性上の制御領域として放電灯の定格電力を越える電力供給が行なわれるように直流-交流変換手段を動作させる発光促進領域と、
放電灯に関して定格電力での定電力制御が行なわれるよ

2

うに直流-交流変換手段を動作させる定電力制御領域を有する車輛用放電灯の点灯回路であって、
発光促進領域から定電力制御領域への移行時においてランプ電圧に対する放電灯への供給電力を変化させる電力変化率低減手段を前記制御部内に設け、この電力変化率低減手段は発光促進領域と定電力制御領域との間の遷移領域でランプ電圧の増加に伴ってランプ電力を徐々に減少させる制御回路を有する
ことを特徴とする車輛用放電灯の点灯回路。

10

【請求項 2】 前記発光促進領域から遷移領域への境界域のランプ電力を、ランプ電圧の増加に伴ってランプ電流を徐々に減少させることで変化させる第 2 の電力変化率低減手段を前記制御部内に設けた
ことを特徴とする特許請求の範囲第 1 項記載の車輛用放電灯の点灯回路。

【発明の詳細な説明】

本発明車輛用放電灯の点灯回路を以下の項目に従って詳細に説明する。

A. 産業上の利用分野

B. 発明の概要

C. 従来技術 [第 1 図]

D. 発明が解決しようとする課題

E. 課題を解決するための手段

F. 実施例 [第 1 図乃至第 8 図]

F-0. 制御方法 [第 1 図乃至第 3 図]

a. $V_L - I_L$ 制御特性 [第 1 図、第 2 図]

b. 設計手順 [第 3 図]

F-1. 第 1 の実施例 [第 4 図乃至第 6 図]

a. 回路 [第 4 図、第 5 図]

a-1. 概要 [第 4 図]

a-2. 要部の回路構成 [第 5 図]

a-2-a. インバータ回路

a-2-b. イグナイタ回路

a-2-c. $V-I$ 制御部

a-2-d. PWM 制御部

a-2-e. タイミング信号発生部

a-2-f. 乗算部及びドライバ回路

b. 動作 [第 6 図]

c. 作用

F-2. 第 2 の実施例 [第 7 図、第 8 図]

a. 概要 [第 7 図]

b. 要部の回路構成 [第 8 図]

b-1. DC 昇圧回路

b-2. 高周波昇圧回路

b-3. ランプ電圧検出回路

b-4. ランプ電流検出回路

b-5. PWM 制御部

G. 発明の効果

(A. 産業上の利用分野)

本発明は新規な車輛用放電灯の点灯回路に関する。詳しくは、放電灯を起動した後その光束が安定する迄に要する時間の短縮を目的とした新規な車輛用放電灯の点灯回路を提供するものである。

(B. 発明の概要)

本発明車輛用放電灯の点灯回路は、直流電圧を交流電圧に変換して放電灯に供給するための直流-交流変換手段と、放電灯のランプ電圧に関する検出信号を得るためのランプ電圧検出回路と、放電灯のランプ電流に関する検出信号を得るためのランプ電流検出回路と、ランプ電圧検出回路及びランプ電流検出回路からの検出信号を受けて直流-交流変換手段の出力電圧を制御する制御部を備え、該制御部が、ランプ電圧-ランプ電流特性上の制御領域として放電灯の定格電力を越える電力供給が行なわれるように直流-交流変換手段を動作させる発光促進領域と、放電灯に関して定格電力での定電力制御が行な

われるように直流-交流変換手段を動作させる定電力制御領域を有する車輛用放電灯の点灯回路であって、発光促進領域から定電力制御領域への移行時においてランプ電圧に対する放電灯への供給電力を変化させる電力変化率低減手段を前記制御部内に設け、この電力変化率低減手段は発光促進領域と定電力制御領域との間の遷移領域でランプ電圧の増加に伴ってランプ電力を徐々に減少させる制御回路を設けることによって放電灯の光束の立ち上がりを急峻にすると共に、これによって光束が安定する迄に長い時間がかからないようにしたものである。

(C. 従来技術) [第 1 図]

近時、車輛用光源として小型のメタルハライドランプが注目を浴びているが、その始動性が問題となり、始動時間の短縮のために、例えば、点灯直後に定常時の数倍に亘る過大なランプ電流を流して発光管を急速に暖め、発光を促すことが知られている。

第 1 図に一点鎖線で示すグラフ曲線 a は発光管が冷えた状態から点灯を開始する場合（以下、「コールドスタート時」と呼ぶ。）におけるランプ電圧（これを「 V_L 」と記す。）とランプ電流（これを「 I_L 」と記す。）に関する制御の一例を示すものである。

グラフ曲線 a に示すようにランプ電圧 V_L が低い場合には点 m に達する迄の領域 A では、過大な電流（実効値を「 I_0 」と記す。）が流れ、点 m から点 m' を経た後の領域では電流の実効値が I_c となる。

この場合、定格電力 35W のメタルハライドランプを例にすると I_0 としては、 I_c に対して約 5～10 倍の電流を流している。

尚、第 1 図中 P₀ で示す双曲線は点 m を通る定電力線である。

(D. 発明が解決しようとする課題)

ところで、点灯初期において放電灯に過大な電流値を流すという方法によって、確かにランプ光束の立ち上がりが急峻になるが、放電灯に電力を過大に与えるとオーバーシュートやアンダーシュートが大きくなり安定した定格光束に達する迄に時間がかかってしまうという問題がある。

即ち、第 1 図にグラフ曲線 a で示した $V_L - I_L$ 制御に対応したランプ光束（これを「 L 」と記す。）の時間的変化（時間を「 t 」とする。）を概略的に示したものが第 2 図の破線で示すグラフ曲線 b であり、 $t=0$ （点灯開始時を起点としている。）から光束のピーク値 L_0 にかけて鋭く立ち上がり、オーバーシュート o、アンダーシュート u をもった曲線となり、その後定格光束 L_c に安定するといった変化をみせる。

尚、ここで、「オーバーシュート」については定格光束 L_c を基準としてこれを越えた分の光束量として定義し、また、「アンダーシュート」については L_c を下回る分の光束量として定義している。また、「光束安定時間」を光束 L が $L_c \pm \alpha$ （但し、 α は定格光束に関する実用上

の許容範囲を規定する値である。)内に収束する迄の時間として定義し、グラフ曲線bについての光束安定時間を「 I_0 」と記す。

図から判るように光束安定時間を短縮するための方法として点灯初期におけるランプへの供給電力を大きくする方法を採用した場合には、供給電力が大きすぎたときにオーバーシュートoが過大な値となる(と同時に、電極の消耗が激しくなる)。また、点灯初期に大電力を供給する制御領域Aを経た後に定常電力での制御領域への移行が適切に行なわれないと大きなアンダーシュートuが発生し、光束安定時間が長くなってしまふといった不都合が生じることになる。

(E.課題を解決するための手段)

そこで、本発明車輛用放電灯の点灯回路は上記した課題を解決するために、直流電圧を交流電圧に変換して放電灯に供給するための直流-交流変換手段と、放電灯のランプ電圧に関する検出信号を得るためのランプ電圧検出回路と、放電灯のランプ電流に関する検出信号を得るためのランプ電流検出回路と、ランプ電圧検出回路及びランプ電流検出回路からの検出信号を受けて直流-交流変換手段の出力電圧を制御する制御部を備え、該制御部が、ランプ電圧-ランプ電流特性上の制御領域として放電灯の定格電力を越える電力供給が行なわれるように直流-交流変換手段を動作させる発光促進領域と、放電灯に関して定格電力での定電力制御が行なわれるように直流-交流変換手段を動作させる定電力制御領域を有する車輛用放電灯の点灯回路であって、発光促進領域から定電力制御領域への移行時においてランプ電圧に対する放電灯への供給電力を変化させる電力変化率低減手段を前記制御部内に設け、この電力変化率低減手段は発光促進領域と定電力制御領域との間の遷移領域でランプ電圧の増加に伴ってランプ電力を徐々に減少させる制御回路を有するものである。

従って、本発明によれば、発光促進領域から定電力制御領域にかけての移行時における放電灯への供給電力の変化が緩和されるので、光束の立ち上がり時におけるオーバーシュートが小さくなり、また、アンダーシュートが抑制され光束安定時間が短縮される。

(F.実施例) [第1図乃至第8図]

以下に、本発明車輛用放電灯の点灯回路の詳細を図示した各実施例に従って説明する。

(F-0.制御方法) [第1図乃至第3図]

車輛用放電灯の点灯回路1の回路構成の説明に先だって、制御方法、つまり、ランプ電圧 V_L とランプ電流 I_L との関係をどのように規定すれば、オーバーシュートやアンダーシュートが小さくなり、光束の安定が速やかに行なわれるかについて説明する。

(a. $V_L - I_L$ 制御特性) [第1図、第2図]

本発明に係る $V_L - I_L$ 制御パターンに対応するグラフ曲線gを第1図に実線で示す。

図中、 $V_L = 0$ から点Mに至る迄の領域 A_1 (以下、「発光促進領域」という。)では一定の電流 $I_L = I_0$ 。(g, 参照)が流れ、点Mから点 Q_1 にかけての領域 A_2 (以下、「遷移領域」という。)では、グラフの直線部 g_0 に示すように、一定の傾きをもつ直線的な変化となる。

ここで、直線部 g_0 の延長線と V_L 軸とのなす角を θ とすると、直線部 g_0 の傾きは $-\tan \theta$ である。

点 Q_1 から点 Q_2 に至る領域Bは定電力領域であり、点 Q_1 と点 Q_2 とを通る直線 g_0 は定電力曲線 P_0 に対して直線近似を行なうことによって得られるものである。

尚、この定電力曲線 P_0 における電力値はランプの定格電力であり、また、先に示した定電力曲線 P_0 とこの P_0 との間には、点Mを通る定電力曲線 P_1 をはじめ無数の定電力曲線が存在する。

点 Q_2 から始まる領域Cでは、 g_0 に示すように V_L に関係なく I_L が一定($I_L = I_c$)とされている。その理由は領域Cにおける制御曲線として破線に示すように領域Bにおける定電力近似直線 g_0 から右方に延長した直線 g_0' とすると、直線 g_0 と V_L 軸との交点 V_0 がランプ起動時におけるランプ電圧の最大値となる。しかし、ランプによっては始動時に $V_L > V_0$ のランプ電圧を必要とする場合があるので、領域Cでは $I_L = I_c$ (一定)とし、制御曲線と V_L 軸との交点が生じないようにしている。これによって、ランプ起動時には高電圧($> V_0$)が発生され、ランプの起動がかり易くなる。

ところで、前述した従来の制御方法では、グラフ曲線aで示すように点mから点m'に変化する際に横切る定電力曲線とm-m'線(直線)とのなす角度がきつく、点mから点m'にかけての電力変化が急峻である。

ランプの光束は一般に供給電力と発光管の温度(発光効率に関与する。)との関数で表されるので、電力変化が大きいとこれに伴って光束が大きく変動することになる。

そこで、本発明では、領域 A_2 における直線部 g_0 にある適度な傾き(θ)をもたせることによりこの直線部 g_0 が点Mから点 Q_1 にかけて定電力曲線をよぎるときの角度が小さくなるようにその傾斜 $-\tan \theta$ を設定する。

これによって、光束Lの時間的変化は第2図に一点鎖線で示すグラフ曲線lのようになり、光束のピーク値 L_0 はグラフ曲線bのピーク値 L_1 より小さくなり、オーバーシュートOやアンダーシュートUが小さくなり、光束安定時間 t_0 が t_1 に比して短く($t_0 < t_1$)なる。

尚、直線部 g_0 の傾きが小さい方が電力変化は緩やかになるが、これには一定の限界がある。即ち、傾きを小さくして行くと発光促進領域 A_1 での電力($I_L = I_0$ と V_L 軸との間で囲まれる面積に相当する。)が小さくなるので、ランプの発光が十分に促進されず、光束安定時間がかえって長くなってしまふからである。

本発明では、さらに、領域 A_2 から領域 A_3 に遷移する際の制御曲線に関しても工夫を凝らしている。

即ち、ランプ電流 I_L が一定値(I_0)の領域 A_1 から直線部 g_0 によって表現される領域 A_0 に移行する時には電力値の大きな変化が生じる。

これは、 $I_L = I_0$ 上を右方(点Mの方向)に進むにつれて電力値が大きくなり、点Mで最大値 P_M を示した後直線部 g_0 上を点 Q_1 に向って進むにつれて電力値が小さくなるからであり、点Mの近辺での電力値の変化(斜線で示す。)が生じることとなる。

そこで、第1図に破線で示す曲線 h のように定電力曲線 P_M ($< P_M$)上の点Nを通る湾曲した曲線をもって領域 A_1 から A_0 への移行を滑らかに制御する。

つまり、領域 A_1 と A_0 との境界において $I_L = I_0$ の直線と直線部 g_0 との交点Mで角部を生じないようにすることで電力値の変化を抑える。

このようにすると、光束の変化は、第2図の実線で示すグラフ曲線 $1'$ のようにオーバーシュート O' が小さくなり(ピーク値 $L_k < L_k$)、光束安定時間 t_k がさらに短縮される($t_k < t_k$)。

(b. 設計手順) [第3図]

$V_L - I_L$ 特性に関する設計手順を定格電力35Wのメタルハライドランプを例にして第3図(A)乃至(D)の $V_L - I_L$ 特性図に示す。

(1) 定電力制御領域Bでの $V_L - I_L$ 関係を規定する(第3図(A)参照)。

まず、定電力制御領域Bを規定することになるが、この時に基準となるのは35Wの定電力曲線 P_{35} である。

ところで、領域Bの区間を設定するには、ランプ電力のバラツキを考慮する必要がある。

即ち、ランプの製造過程における品質のバラツキや、ランプの使用時間の違いによって生じるバラツキにより、定常時のランプ電圧(これを「 V_{L_s} 」と記す。)は一定していないので、この点を考慮して、 V_{L_s} を中心にして、ある幅 δ をもった範囲(つまり $V_{L_s} - \delta \leq V_L \leq V_{L_s} + \delta$)で定電力制御を行なう。

例えば、 $V_{L_s} = 80V$ とし、 $\delta = 20V$ としたとき、定電力曲線 P_{35} を表わす式 $V_L \cdot I_L = 35$ を $60 \leq V_L \leq 100$ の範囲において

$$I_L = k \cdot (V_L - V_0) \quad - (1)$$

$$(k = -0.0069, V_0 = 137.5)$$

という直線の式によって近似する。この(1)式が直線 g_0 を表わしている。

(2) 遷移領域 A_0 での $V_L - I_L$ 関係を規定する(第3図(B)参照)。

次に、直線部 g_0 の傾きを決定することになるが、まず、領域 A_0 の右端 Q_1 を決める。

この右端 Q_1 は先に示した領域Bの左端に一致するように選ぶ。

即ち、(1)式において $V_L = 60$ を代入すると点 Q_1 (60, 0.535)が得られる。

尚、この点 Q_1 を定電力近似直線 g_0 の左方延長上の点の

近傍に選ぶようにしても良い。

次に領域 A_0 の左端の点Mの決定に移るが、これはランプ点灯直後のランプ電圧 V_L とランプに流し得る最大電流値(「 $I_{L_{max}}$ 」と記す。)によって規定する。

例えば、 $V_L = 25(V)$ において $I_{L_{max}} = 4(A)$ の場合(力率を1とする。)には100Wの定電力曲線 P_{100} 上の点M(25, 4)となる。よって、この点Mと点 Q_1 とを通る直線(但し、 $25 \leq V_L < 60$)が直線 g_0 であり、その傾きは $-\tan \theta = -0.1$ となる。

(3) 発光促進領域 A_1 における電流値 I_0 を決定する(第3図(C)参照)。

ランプの損傷(電極の焼き切れ等)が起こらない程度の最大電流値 $I_{L_{max}}$ に設定する($I_0 = I_{L_{max}}$)。

尚、第1図に破線で示した曲線 h の制御カーブを得るための手法については後述する。

(4) 領域Cにおける電流値を決定する(第3図(D)参照)。

定電流領域Cでは I_L の値を(1)式において $V_L = 100$ を代入して得られる $I_L = 0.26(A)$ とすることによって領域Bとの境界点における連続性を保証する。

(F-1. 第1の実施例) [第4図乃至第6図]

第4図乃至第6図は本発明車輛用放電灯の点灯回路の第1の実施例を示すものであり、図示した実施例は本発明を矩形波点灯方式による自動車用メタルハライドランプの点灯回路1に適用したものである。

(a. 回路) [第4図、第5図]

第4図は点灯回路1の概要を示すものである。

(a-1. 概要) [第4図]

2はバッテリーであり、バッテリー電圧は保護回路3を介してインバータ回路4に送られるようになっている。

保護回路3は回路状態の異常を示す信号が後述するV-I制御部から送られてきたときに、後段への電源供給を遮断するために設けられている。そして、保護回路3は、回路が正常な動作状態にあるときには、図示しない点灯スイッチ及びビーム選択スイッチからの信号(走行ビームの指令信号を「 S_0 」とし、すれ違いビームの指令信号を「 S_L 」とする。)が入力されたときに、バッテリー電圧を後段のインバータ回路4に供給するようになっている。

インバータ回路4は、EMIフィルタ5、同期式DC-DCコンバータ6、6'、同期スイッチ素子7、7'とから構成されている。

即ち、ノイズ防止用に設けられたEMIフィルタ5の後段には同期式DC-DCコンバータ6、6'が互いに並列に設けられており、同期式DC-DCコンバータ6、6'のプラス側出力端子間には直列接続の同期スイッチ素子7、7'(図ではスイッチの記号で示す。)が設けられている。

同期式DC-DCコンバータ6、6'は後述するドライバ

9

一回路からの信号によってその昇圧比が制御され、また、同期スイッチ素子 7、7' は後述するドライバー回路からの信号であって上記した信号とは別系統の信号によって相反的なスイッチング制御がなされる。

8 は電流検出回路であり、その一端が同期式 DC-DC コンバータ 6、6' のグランド側出力端子に接続されると共に接地され、他端が同期スイッチ素子 7、7' との間に接続されている。

9 は電圧検出回路であり、インバータ回路 4 の出力電圧を検出するためにその出力端子間に設けられている。

10、10' はイグナイタ回路であり、定格電力 35W のメタルハライドランプ 11、11' の起動用にそれぞれ設けられている。

12 はビーム切換部であり、指令信号 S_{11} 、 S_{12} に応じてイグナイタ回路 10、10' を選択的に動作させるために設けられている。

即ち、ビーム切換部 12 に指令信号 S_{11} が入力されると走行ビーム用のメタルハライドランプ 11 の点灯初期においてイグナイタ回路 10 によるトリガーパルスがランプ 11 に供給され、また

指令信号 S_{12} がビーム切換部 12 に入力されるとすれ違いビーム用のメタルハライドランプ 11' の点灯初期においてイグナイタ回路 10' によるトリガーパルスがランプ 11' に供給されるようになっている。

13 は V-I 制御部であり、インバータ回路 4 の出力電圧に関する検出信号が電圧検出回路 9 から送られて来ると、検出信号に応じた電流指令値を演算により求めて、指令信号（これを「 S_{13} 」と記す。）を後述する PWM 制御部に送出するものである。即ち、V-I 制御部 13 はランプ電圧 V_L とランプ電流 I_L との関係が第 1 図で説明した制御曲線になるように予め計画されているので、インバータ回路 4 の出力電圧に関する検出信号に応じたランプ電流 I_L が流れるように制御を行なう。また、V-I 制御部 13 は、ランプ点灯初期におけるランプ電流 I_L が過大な値（ $I_L > I_0$ ）にならないように制限するための信号（これを「 S_{14} 」と記す。）を後述する PWM 制御部に送出する。

14 は PWM 制御部であり、2 つのエラーアンプ 15、15'、コンパレータ 16、三角波発振器 17、基準電圧発生部 18 が設けられている。

即ち、一方のエラーアンプ 15 には V-I 制御部 13 からの指令信号 S_{13} と電流検出回路 8 による検出信号とが入力され、また他方のエラーアンプ 15' には V-I 制御部 13 からの電流制限信号 S_{14} と電流検出回路 8 による検出信号とが入力される。

そして、これらエラーアンプ 15、15' の出力信号のアナログ OR（和）信号がコンパレータ 16 の一方の入力端子に送られ、コンパレータ 16 の他方の入力端子には三角波発振器 17 からの三角波パルスが入力され、両者の比較結果としての出力信号が乗算部 19 に送出される。

尚、基準電圧発生部 18 はバッテリー電圧の変動に影響

10

されない安定した電圧を得るために設けられており、この電圧は回路各部（V-I 制御部 13 等）に供給される。

20 はタイミング信号発生部であり、発振器 21 からの矩形波パルス信号を分周すると共に、互いに反相関係にある 2 つのタイミング信号を作り出す。そして、これらの信号は乗算部 19 に送られて、ここでコンパレータ 16 の出力信号と掛け合わされた後ドライバー回路 22 のゲートドライバー 23、23' をそれぞれ介して同期式 DC-DC コンバータ 6、6' への制御信号となり、また、これらのタイミング信号はドライバー回路 22 のバッファ 24、24' をそれぞれ介した後同期スイッチ素子 7、7' への制御信号となる。

25 は休止期間制御／ランプ電流波形整形回路であり、発振器 21 からの信号を受けて PWM 制御部 14 の出力信号の休止期間を制御し、ランプ電流の立ち上（下）がりにおけるエッジの傾斜を緩和したり、ビーム切換部 12 からビーム切換信号（これを「 S_{15} 」と記す。）を受けたときに PWM 制御部 14 の出力電圧を一時的にゼロとすることができるよう、その出力端子がエラーアンプ 15、15' の出力端子に OR 接続されている。即ち、コンパレータ 16 の出力信号のデューティサイクルはエラーアンプ 15、15' 及び休止期間制御／ランプ電流波形整形回路 25 からの信号によって規定されることになる。

（a-2. 要部の回路構成）〔第 5 図〕

第 5 図は点灯回路 1 についてその要部の詳細を示すものである。尚、図では走行ビーム用のイグナイタ回路 10 及びメタルハライドランプ 11 しか示していないが、これは回路動作についてはすれ違いビームに関しても同様の動作（つまり、イグナイタ回路 10 を 10' に置き換え、メタルハライドランプ 11 を 11' に置き換えて考えれば良い。）がなされるので、簡略化及び理解の容易さを優先に考えてすれ違いビームに関する部分はあえて省略した。

（a-2-a. インバータ回路）

26、26' は直流電圧入力端子であり、バッテリー電圧が保護回路 3 を介して送られてくる。尚、26 がプラス側端子、26' がグランド側端子とされている。

27 は直流電圧入力端子 26、26' 間に介挿されたコンデンサ、28 はその一端が直流電圧入力端子 26 に接続されたコイルであり、該コイル 28 の後段において回路は 2 系統に分かれ、各々の電源ライン間にはコンデンサ 29、29' が介挿されている。そして、これらの回路素子によって π 型の EMI フィルタ 5 が形成されている。

同期式 DC-DC コンバータ 6、6' には、図示するようにフォワード型コンバータが用いられており、トランスの一次巻線側に設けられた能動スイッチ素子に与えられる制御パルスのデューティサイクルを変化させることで所望の昇圧比を得ることができるようになっている。

30 は同期式 DC-DC コンバータ 6 を構成する同相巻きのトランスであり、その一次巻線 30a のセンタータップは

50

11

コンデンサ29のプラス側端子に接続されている。

31はNチャンネルのFETであり、そのドレインが一次巻線30aの終端側端子に接続され、そのソースがコンデンサ29のグランド側端子に接続されている。

このFET31のゲートには後述するゲートドライバーからの制御信号（これを「 S_1 」と記す。）が抵抗32を介して送られてくるようになっており、この信号 S_1 によってFET31のスイッチング制御が行われる。

33はFET31のゲート—ソース間に介挿された抵抗である。

34はダイオードであり、そのカソードが一次巻線30aの始端側端子に接続され、アノードがFET31のソースに接続されている。

35、36はトランス30の二次巻線30b側に設けられたダイオードであり、ダイオード35のアノードが二次巻線30bの始端側端子に接続され、ダイオード36のアノードが二次巻線30bの終端側端子に接続されており、これらダイオード35、36のカソードはともにコイル37の一端に接続されている。

同期式DC—DCコンバータ6'は、これを構成するトランスが逆相巻きとされている点を除いて上記した同期式DC—DCコンバータ6と同様の構成を有している。

即ち、トランス30'の一次巻線30'aのセンタータップがコンデンサ29'のプラス側端子に接続されており、NチャンネルFET31'のドレインが一次巻線30'aの終端側端子に接続され、そのソースが直流電圧入力端子26'に接続されている。

そして、FET31'のゲートには後述するゲートドライバーからの信号（これを「 S_6 」と記す。）が抵抗32'を介して送られてくる。

33'はFET31'のゲート—ソース間に介挿された抵抗である。

34'はダイオードであり、そのカソードが一次巻線30'aの始端側端子に接続され、アノードがFET31'のソースに接続されている。

35'、36'はトランス30'の二次巻線30'b側に設けられたダイオードであり、一方のダイオード35'のアノードが二次巻線30'bの始端側端子に接続され、他方のダイオード36'のアノードが二次巻線30'bの終端側端子に接続されており、これらダイオード35'、36'のカソードはともにコイル37'の一端に接続されている。

そして、ダイオード36、36'のアノードはともに接地されている。

同期スイッチ素子7、7'としてはNチャンネルFET38、38'が用いられており、これらFET38、38'はコイル37、37'の出力側端子間において直列に設けられている。

即ち、一方のFET38が同期スイッチ素子7に対応し、他方のFET38'が同期スイッチ素子7'に対応しており、各ドレインはコイル37、37'の出力側端子にそれぞれ

12

れ接続されると共に、各ソースはともに抵抗39を介して接地されている。そして、FET38、38'の各ゲートには後述するドライバー回路のバッファからの信号（これらをそれぞれ「 S_c 」、「 S_d 」とする。）が抵抗40、40'を介して送られるようになっている。

抵抗39は電流検出回路8に対応しており、その一端（FET38、38'のソース側）から取り出される電流検出信号（これを「 S_1 」と記す。）がPWM制御部14に送られる。

41、41'は電圧検出回路9を構成する分圧抵抗であり、これらはFET38、38'に並列に設けられている。そして、分圧抵抗41、41'によって得られた電圧検出信号（これを「 S_c 」と記す。）はV—I制御部13に送られる。

42はコンデンサであり、分圧抵抗41、41'に並列に設けられている。

(a-2-b.イグナイタ回路)

イグナイタ回路10はトリガーパルス発生部43とトリガートランス44とからなる。

トリガートランス44は、その一次巻線44aがトリガーパルス発生部43の出力段に接続され、その二次巻線44bがメタルハライドランプへの給電系路上に設けられている。そして、ランプの始動時にはイグナイタ回路10がビーム切換部12からの信号を受けて動作し、トリガーパルスが発生され、これはトリガートランス44により昇圧された後ランプ11に印加される。

(a-2-c.V—I制御部)

45は電圧検出信号入力端子であり、分圧抵抗41、41'による検出信号 S_c が加えられる。

46は演算増幅器47によって構成される電圧バッファであり、その非反転入力端子が抵抗48を介して電圧検出信号入力端子45に接続され、反転入力端子が出力端子に接続されている。

49はツェナーダイオードであり、そのカソードが電圧検出信号入力端子45に接続され、アノードが接地されている。

50はダイオードであり、そのカソードが演算増幅器47の非反転入力端子に接続され、そのアノードが可変抵抗51の可動側端子に接続されている。そして、可変抵抗51には、基準電圧発生部18による基準電圧（これを「 V_{ref} 」と記す。）が加えられている。

電圧バッファ46の出力は同様の構成をもった2系統の回路52、53を介してエラーアンプ15に入力される。

即ち、回路52は前述した遷移領域 A_0 における制御を行なう回路であり、差動増幅回路54とその後段の理想ダイオード回路55とからなる。

差動増幅回路54は抵抗56により負帰還のかかった演算増幅器57により構成され、その反転入力端子が抵抗58を介して演算増幅器47の出力端子に接続されている。そして非反転入力端子には基準電圧 V_{ref} をもとにして可変抵

抗59での設定により得られる所定電圧（これを「 V_1 」とする。）が加えられている。

理想ダイオード回路55は、演算増幅器60の出力端子がダイオード61のアノードに接続され、ダイオード61のカソードが反転入力端子に接続されると共に、出力端子と反転入力端子との間にコンデンサ62が介挿されており、演算増幅器60の非反転入力端子が差動増幅回路54の出力端子に接続されて成る。

回路53は定電力制御領域Bにおける制御を行なう回路であり、差動増幅回路63とその後段の理想ダイオード回路64とから成る。

即ち、差動増幅回路63は抵抗65によって負帰還のかかった演算増幅器66を用いて構成されており、その反転入力端子が抵抗67を介して電圧バッファ46の出力端子に接続され、非反転入力端子には基準電圧 V_{ref} をもとにして可変抵抗68での設定によって得られる電圧（これを「 V_2 」とする。）が加えられている。

理想ダイオード回路64は、演算増幅器69の出力端子がダイオード70のアノードに接続され、該ダイオード70のカソードが演算増幅器69の反転入力端子に接続されると共に、反転入力端子と出力端子との間にはコンデンサ71が介挿されて成る。そして、演算増幅器69の非反転入力端子が差動増幅回路63の出力端子に接続されている。

(a - 2 - d. PWM制御部)

72はエラーアンプ15を構成する演算増幅器であり、その反転入力端子が抵抗73を介して理想ダイオード回路55、64の出力端子（つまり、ダイオード61、70のカソード）に接続されており、指令信号 S_i が入力される。そして、演算増幅器72の非反転入力端子は抵抗74を介して電流検出信号入力端子75に接続されており、この端子を介して電流検出信号 S_i が送られてくる。

76は演算増幅器72の反転入力端子と出力端子との間に介挿された帰還抵抗、77は反転入力端子とグラウンドラインとの間に介挿された抵抗である。

78はエラーアンプ15'を構成する演算増幅器であり、その非反転入力端子は抵抗79を介して電流検出信号入力端子75に接続され、電流検出信号 S_i が入力されるようになっており、また、反転入力端子には基準電圧 V_{ref} をもとに可変抵抗80での設定によって得られる所定の電圧が加えられている（これが電流制限信号 S_{lim} に相当する。）。

81は演算増幅器78の反転入力端子と出力端子との間に設けられた帰還抵抗である。

上記した演算増幅器72、78の出力端子はコンパレータ16のマイナス入力端子に接続されており、エラーアンプ15、15'の出力端子についてアナログOR（和）の接続関係が成立している。

そして、コンパレータ16のプラス入力端子には三角波発振器17による三角波（基本周波数約300KHz）が入力される。

コンパレータ16による比較出力はバッファ82を介して乗算部19に送出されることになる。

(a - 2 - e. タイミング信号発生部)

タイミング信号発生部20はD型フリップフロップ83を用いて構成されており、そのD入力端子がQ出力端子に接続されることによって実質的にはT型フリップフロップが形成されている。そして、そのクロック入力端子には発振器21からの矩形波信号（基本周波数200Hz）が入力される。

(a - 2 - f. 乗算部及びドライバ回路)

乗算部19は2入力のNAND回路84、84'により構成されており、NAND回路84、84'の一方の入力端子にはPWM制御部14の出力信号（PWM信号）が入力される。そして、NAND回路84の他方の入力端子にはフリップフロップ83のQ出力が入力され、NAND回路84'の他方の入力端子にはフリップフロップ83のQ出力が入力される。

NAND回路84、84'の出力信号はゲートドライバ23、23'をそれぞれ介して制御信号 S_a 、 S_b としてインバータ回路4のFET31、31'に送られる。

85、85'は2入力のNAND回路を用いて形成されたNOT回路であり、その一方85の入力端子が2つともフリップフロップ83のQ出力端子に接続され、他方85'の入力端子が2つともフリップフロップ83のQ出力端子に接続されている。そして、これらNOT回路85、85'の出力信号はバッファ24、24'をそれぞれ介して制御信号 S_c 、 S_d として同期スイッチ素子7、7'に各別に送出される。

(b. 動作) [第 6 図]

次に、点灯回路1の動作について説明する。

まず、メタルハライドランプ11（11'）への電力供給系路に関して説明を行なう。

図示しない点灯スイッチの投入によって、バッテリー電圧がインバータ回路4を構成する同期式DC-DCコンバータ6、6'にそれぞれ入力される。

同期式DC-DCコンバータ6、6'はそのFET31、31'がゲートドライバ23、23'からの制御信号 S_a 、 S_b によってそれぞれスイッチング制御され、各コンバータの出力電圧が制御される。

また、同期スイッチ素子7、7'がバッファ24、24'からの制御信号 S_c 、 S_d によって相反的にスイッチング制御される。即ち、同期スイッチ素子7'（FET38'）がオン状態で、かつ、同期スイッチ素子7（FET38）がオフの状態では、コイル37→トリガートランス44の二次巻線44b→ランプ11→FET38'→抵抗39へという電流系路が形成されてインバータ回路4の出力として同期式DC-DCコンバータ6の出力が選択され、また、同期スイッチ素子7（FET38）がオン状態で、かつ、同期スイッチ素子7'（FET38'）がオフの状態では、コイル37'→ランプ11→トリガートランス44の二次巻線44b→FET38→抵抗39へという電流経路が形成され、インバータ回路4の出力として同期式DC-DCコンバータ6'の出力が選択され

る。

このように各同期式DC-DCコンバータ6、6'の交番動作によって得られる矩形波状電圧がメタルハライドランプ11(11')に供給されることになる。

この状況を概略的に示すものが第6図に示す波形図であり、図中、 S_a 、 S_b 、 S_c 、 S_d は前述した制御信号であり、 $F(I_L)$ はランプ電流の波形を示している。

図からわかるように制御信号 S_a 、 S_b はV-I制御部13によって規定されるデューティサイクルをもった高周波のひとかたまりの波が1/100[sec]の周期で繰り返され、両者 S_a 、 S_b は180°の位相差をもっている。

また、制御信号 S_c 、 S_d はその基本周波数が100Hzで、かつ、反相の関係にある矩形波であり、 S_c と S_b 、 S_d と S_a が対をなす関係になっている。

ランプ電流の波形 $F(I_L)$ は低周波(100Hz)の矩形波に高周波(300KHz)信号が重畳された波形となる。

次に、V-I制御に関する動作について説明する。

まず、発光促進領域 A_1 での制御に関与するのはダイオード50及び可変抵抗51である。

即ち、ランプ電圧 V_L が低く、電圧検出信号 S_e の電圧レベルが小さいときにはダイオード50の導通により電圧バッファの出力が一定値となる。尚、領域 A_1 におけるランプ電流の上限値を決定しているのはエラーアンプ15'であり、ランプ点灯の初期において電圧検出信号 S_e の電圧値と可変抵抗80による基準電圧との差がゼロになるようにPWM制御がなされる。

電圧検出信号のレベルが大きくなってくると、ダイオード50の端子電圧がダイオード50の順方向電圧-電流特性における非線形領域に入ってくるので領域 A_1 から A_2 への移行時における制御曲線 h が得られる。つまり、ダイオードの特性に関する非直線性を利用して湾曲したカーブ(h)を実現している。

遷移領域 A_2 における直線部 g_2 に対応した制御信号を作り出すのが回路52であり、電圧バッファ46を介した電圧検出信号 S_e の電圧レベルと基準レベル V_1 との差電圧に対応した理想ダイオード回路55の出力信号がエラーアンプ15に送出される。つまり、理想ダイオード回路55の出力信号はランプ電圧 V_L に対して流れるべきランプ電流 I_L を指示するための指令信号 S_i であり、これと実際のランプ電流 I_L に対応する電圧検出信号 S_e とがエラーアンプ15で比較され、差電圧に応じたデューティサイクルをもつPWM波がコンパレータ16及び三角波発振器17により生成される。このPWM波が乗算部19のNAND回路84、84'において発振器21及びフリップフロップ83からの低周波の矩形波と掛け合わされ、ゲートドライバー23、23'を通過することで制御信号 S_a 、 S_b となる。

定電力制御領域Bにおける制御に関しては、これを実現する回路53が上記した回路52と同様な構成をしていることから容易に理解できる。

即ち、電圧検出信号 S_e のレベルと基準レベル V_1 の差に

対応した理想ダイオード回路64の出力、即ち、ランプ電流に関する指令信号 S_i がエラーアンプ15に送られ、ここで実際のランプ電流 I_L に対応する電圧検出信号 S_e と比較され、この差がゼロになるようにPWM制御がなされる。つまり、コンパレータ16及び三角波発生回路17によって得られるPWM波が乗算部19においてタイミング信号発生部20からの低周波の矩形波信号と掛け合わされて制御信号 S_a 、 S_b となる。

制御曲線は(1)式で示したように直線的になり、これが定電力曲線 P_2 を近似する。

領域Cに関与する回路部分は電圧バッファ46の前段に設けられたツェナーダイオード49である。

このツェナーダイオード49のカソードが分圧抵抗41と41'との間に接続されていることから判るように、ランプ電圧 V_L が大きく、これに対応した電圧検出信号 S_e のレベルが増大しても電圧バッファ46の入力電圧はツェナーダイオード49のツェナー電圧(これを V_1 とする。)以上にはならず、電圧バッファ46の出力電圧は一定値(V_1)となる。

尚、領域Bから領域Cへの移行時点はインバータ回路4の出力電圧に関する検出信号の電圧レベルがツェナー電圧 V_1 に等しくなる時である。

しかして、コールドスタート時のV-I制御動作について言えば、点灯スイッチの投入直後の起動時には領域Cでの制御下であり、その後領域 $A_1 \rightarrow A_2$ と遷移して定電力制御領域Bに落ちつくことになる。尚、コールドスタート時以外の場合にはランプの消灯から再点灯時迄の消灯時間に応じて領域 $A_2 \rightarrow B$ への移行がなされるか又は直ちに領域Bへの制御に移る。

(c. 作用)

上記したような点灯回路1にあってはランプ点灯初期に発光促進領域 A_1 においてメタルハライドランプに定格電力を超える過大な電力を供給してランプ光束の立ち上がりを促すと共に、安定した定電力制御領域Bへの遷移領域 A_2 においてこの領域内に位置する定電力曲線と直線 g_2 とが緩やかな傾きをもって交差するように制御を行なっているので、ランプ光束の立ち上がりにおけるオーバーシュートやアンダーシュートが抑制され、光束安定時間が短縮される。

(F-2. 第2の実施例) [第7図、第8図]

第7図及び第8図は本発明車輛用放電灯の点灯回路の第2の実施例1Aを示すものであり、本発明を正弦波点灯方式の点灯回路に適用した例を示している。

尚、この第2の実施例1Aの構成部分に関して前記第1の実施例の構成部分と同様の働きをもつ部分については第1の実施例で用いた符号と同じ符号を付することによりその説明を省略する。

(a. 概要) [第7図]

第7図は点灯回路1Aの全体的な構成を示しており、説明の簡略化のために1灯のメタルハライドランプについ

17

での点灯回路として示す。

バッテリー 2 は直流電圧入力端子 101、101' 間に接続されている。

102 は点灯スイッチであり、DC 昇圧回路 103 のプラス側端子と直流電圧入力端子 101 (バッテリー 2 の正極に接続されている。) とを結ぶプラスライン 104 上に設けられている。尚、104' は DC 昇圧回路 103 の他方の入力端子と直流電圧入力端子 101' とを結ぶグラウンドラインである。

105 は高周波昇圧回路であり、DC 昇圧回路 103 の直流出力電圧を正弦波交流電圧に変換して出力する。

106 はイグナイタ回路であり、ランプ 11 の起動時にイグナイタ始動回路 107 からの信号を受けてトリガーパルスが発生させ、これを高周波昇圧回路 105 の交流出力に重畳して交流出力端子 108、108' に接続されたメタルハライドランプ 11 に印加するように設けられている。

109 はランプ電圧検出回路であり、交流出力端子 108、108' 間にかかるランプ電圧を分圧した後整流することでランプ電圧 V_L に関する検出信号 S_L を得て、これを $V-I$ 制御部 13 やイグナイタ始動回路 107 に送出する。

110 はランプ電流検出回路であり、ランプ電流を電圧変換した後整流することでランプ電流 I_L に関する検出信号 S_I を得てこれを $V-I$ 制御部 13 に送出する。

$V-I$ 制御部 13 の出力する指令信号は PWM 制御部 14 に送出され、PWM 制御部 14 によって生成される制御信号 (つまり、PWM 波であり、これを「 P_s 」と記す。) がゲート駆動回路 111 を介して DC 昇圧回路 103 にフィードバックされる。

(b. 要部の回路構成) [第 8 図]

第 8 図は点灯回路 1A の要部のみを詳細に示すものである。

(b-1. DC 昇圧回路)

DC 昇圧回路 103 はチョッパ式の DC-DC コンバータの構成とされており、プラスライン 104 上に設けられたインダクタ 112 と、その後段においてプラスライン 104 とグラウンドライン 104' との間に設けられ、かつ、PWM 制御部 14 からゲート駆動回路 111 を介して送られてくる制御パルス P_s によってスイッチング動作される N チャンネル FET 113 と、プラスライン 104 上においてそのアノードが FET 113 のドレインに接続された整流用ダイオード 114 と、該ダイオード 114 のカソードとグラウンドライン 104' との間に設けられた平滑コンデンサ 115 とから構成されている。そして、DC 昇圧回路 103 は PWM 制御部 14 からゲート駆動回路 111 を介して送られてくる制御パルス P_s によって FET 113 がオン状態となったときにインダクタ 112 がエネルギーを蓄え、FET 113 がオフ状態になったときに蓄えられたエネルギーを放出し、これに相当する電圧を入力電圧に重畳して直流昇圧を行なうようになっている。

(b-2. 高周波昇圧回路)

高周波昇圧回路 105 はプッシュプル方式の自励式イン

18

バータ回路の構成とされている。

即ち、DC 昇圧回路 103 のプラス側出力端子とトランス 116 の一次巻線 116a のセンタータップとを結ぶライン上にはチョークコイル 117 が設けられており、N チャンネル FET 118 のドレインが一次巻線 116a の始端側端子に接続され、N チャンネル FET 118' のドレインが一次巻線 116a の終端側端子に接続されている。

そして、FET 118、118' のソースはともにグラウンドライン 104' に接続されている。

119 はトランス 116a の一次側に設けられた帰還巻線であり、その一端が抵抗を介して FET 118 のゲートに接続され、他端が抵抗を介して FET 118' のゲートに接続されている。

120 は FET 118 のゲート-ソース間に介挿された抵抗、120' は FET 118' のゲート-ソース間に介挿された抵抗である。

121、121' は定電流ダイオードであり、その一方 121 がチョークコイル 117 の入力側端子と FET 118 のゲートとの間に介挿され、他方 121' がチョークコイル 117 の入力側端子と FET 118' のゲートとの間に介挿されている。

122 はトランス 116 の一次側に設けられたコンデンサ、123 は二次側に設けられたコンデンサである。

しかして、この回路では帰還巻線 119 に生じる起電圧によって FET 118 と 118' とが相反的にスイッチング動作し、これによってトランス 116 の二次巻線 116b の両側に正弦波交流電圧が発生する。

(b-3. ランプ電圧検出回路)

124、124' はランプ電圧に関する分圧抵抗であり、交流出力端子 108、108' 間に設けられている。

125 はコンデンサ、126 はツェナーダイオードであり、これらは分圧抵抗 124' に並列に設けられている。

ツェナーダイオード 126 の端子電圧は抵抗 127 及びツェナーダイオード 128 を介して演算増幅器 129 の非反転入力端子に入力される。

この演算増幅器 129 はその出力段に設けられたダイオード 130、出力端子-反転入力端子間のコンデンサ 131 とともに理想ダイオード回路 132 を構成しており、この出力信号がランプ電圧の検出信号 S_L である。

検出信号 S_L は $V-I$ 制御部 13 の電圧検出信号入力端子 45 に入力され、電圧バッファ 46、回路 52 又は 53 を経た後 PWM 制御部 14 のエラーアンプ 15 に送られる。

(b-4. ランプ電流検出回路)

133 はランプ電流の検出用抵抗であり、トランス 116 の二次巻線 116b の終端側端子と交流出力端子 108' とを結ぶライン上に設けられている。

134 は抵抗 133 に並列に設けられたコンデンサであり、その端子電圧が抵抗 135 及びツェナーダイオード 136 を設けて演算増幅器 137 の非反転入力端子に入力される。

演算増幅器 137 は、その出力段のダイオード 138、コンデンサ 139 とともに理想ダイオード回路 140 を構成してお

り、該回路140の出力信号がランプ電流に関する検出信号 S_1 とされ、V-I制御部13の電流検出信号入力端子75を介してPWM制御部14のエラーアンプ15、15' に送られる。

(b-5. PWM制御部)

エラーアンプ15、15' の各出力信号はコンパレータ16に入力され、ここで三角波との間のレベル比較がなされる。

コンパレータ16の出力するPWM波はエラーアンプ15又は15' の出力電圧に対応したデューティサイクルをもっており、これがバッファ82、ゲート駆動回路111を介してDC昇圧回路103のFET113のゲートに制御信号 P_2 として送られる。

(G. 発明の効果)

以上に記載したところから明らかなように、本発明車輛用放電灯の点灯回路は、直流電圧を交流電圧に変換して放電灯に供給するための直流-交流変換手段と、放電灯のランプ電圧に関する検出信号を得るためのランプ電圧検出回路と、放電灯のランプ電流に関する検出信号を得るためのランプ電流検出回路と、ランプ電圧検出回路及びランプ電流検出回路からの検出信号を受けて直流-交流変換手段の出力電圧を制御する制御部を備え、該制御部が、ランプ電圧-ランプ電流特性上の制御領域として放電灯の定格電力を越える電力供給が行なわれるように直流-交流変換手段を動作させる発光促進領域と、放電灯に関して定格電力での定電力制御が行なわれるように直流-交流変換手段を動作させる定電力制御領域を有する車輛用放電灯の点灯回路であって、発光促進領域から定電力制御領域への移行時においてランプ電圧に対する放電灯への供給電力を変化させる電力変化率低減手段を前記制御部内に設け、この電力変化率低減手段は発光促進領域と定電力制御領域との間の遷移領域でランプ電圧の増加に伴ってランプ電力を徐々に減少させる制御回路を有することを特徴とする。

従って、本発明によれば、発光促進領域から定電力制

御領域にかけての移行時における放電灯への供給電力の変化が緩和されるので、光束の立ち上がり時におけるオーバーシュートやアンダーシュートが抑制され光束安定時間が短縮される。

【図面の簡単な説明】

第1図乃至第3図は本発明車輛用放電灯の点灯回路における点灯制御方法を説明するためのグラフ図であり、第1図はランプ電圧-ランプ電流特性を従来における特性と併せて示すグラフ図、第2図は放電灯の光束の時間的な変化を示す概略的なグラフ図、第3図はランプ電圧-ランプ電流特性に関する設計手順の一例を(A)から

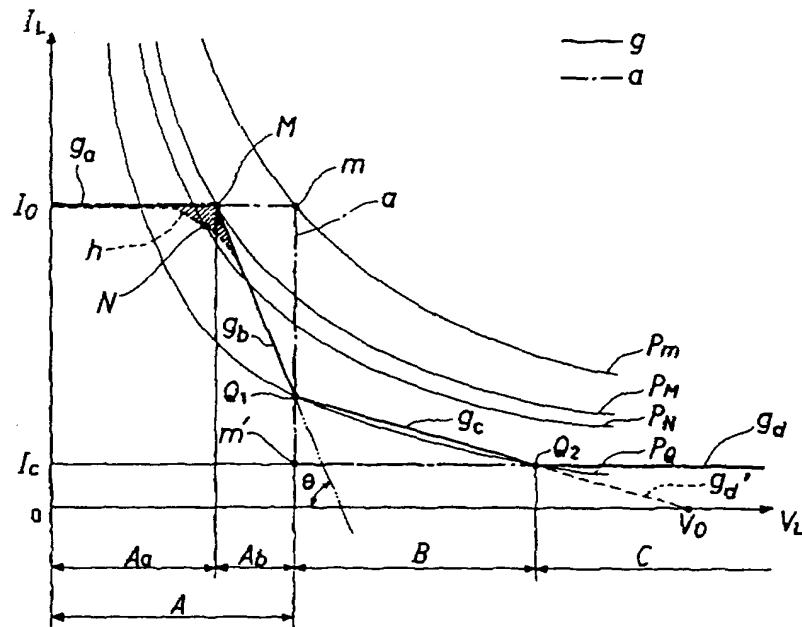
(D)へ順を追って示すグラフ図、第4図乃至第6図は本発明車輛用放電灯の点灯回路の第1の実施例を示すもので、第4図は概要を示す回路ブロック図、第5図は要部の回路図、第6図は概略波形図、第7図及び第8図は本発明車輛用放電灯の点灯回路の第2の実施例を示すものであり、第7図は概要を示す回路ブロック図、第8図は要部の回路図である。

符号の説明

- 1 ……車輛用放電灯の点灯回路、
- 4 ……直流-交流変換手段、
- 8 (39) ……ランプ電流検出回路、
- 9 (41、41') ……ランプ電圧検出回路、
- 11、11' ……放電灯、
- 13 ……制御回路、13、14 ……制御部、50 ……第2の電力変化率低減手段、
- 52 ……電力変化率低減手段、
- A₁ ……発光促進領域、
- B ……定電力制御領域、
- A₀ ……(A₁ から B への) 移行領域、
- 1A ……車輛用放電灯の点灯回路、
- 103、105 ……直流-交流変換手段、
- 109 ……ランプ電圧検出回路、
- 110 ……ランプ電流検出回路

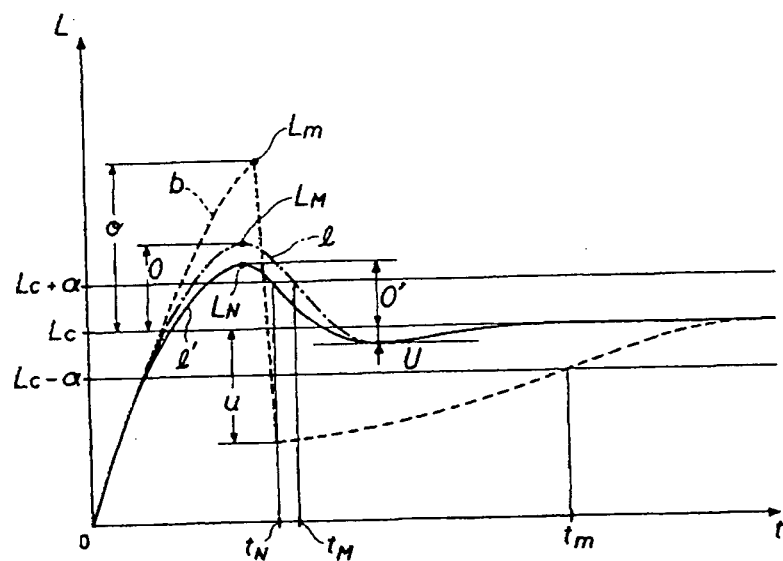
【第1図】

$Aa \cdots$ 発光促進領域
 $B \cdots$ 定電力制御領域
 $Ab \cdots$ (Aa から B への) 移行領域



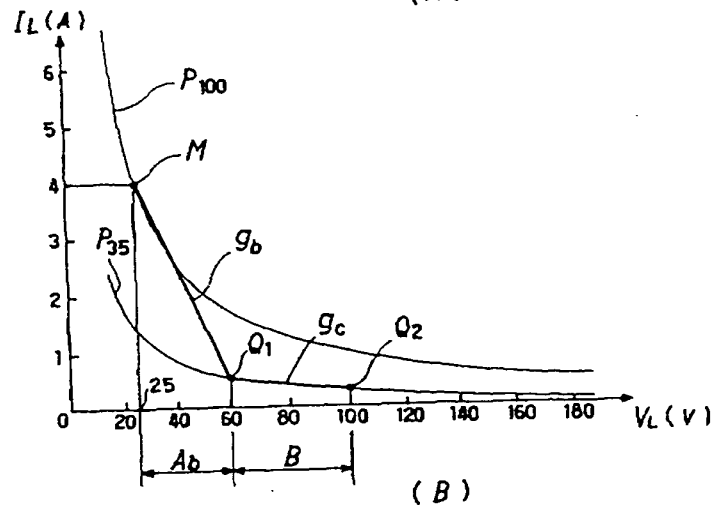
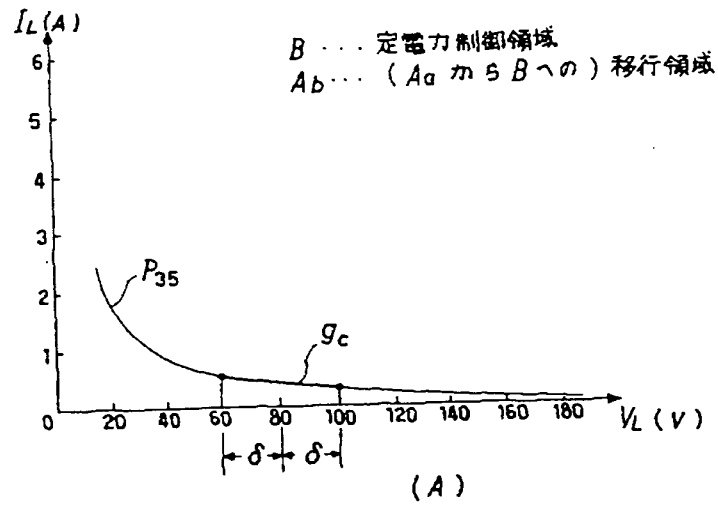
グラフ図
 (ランプ電圧-ランプ電流特性)

【第 2 図】

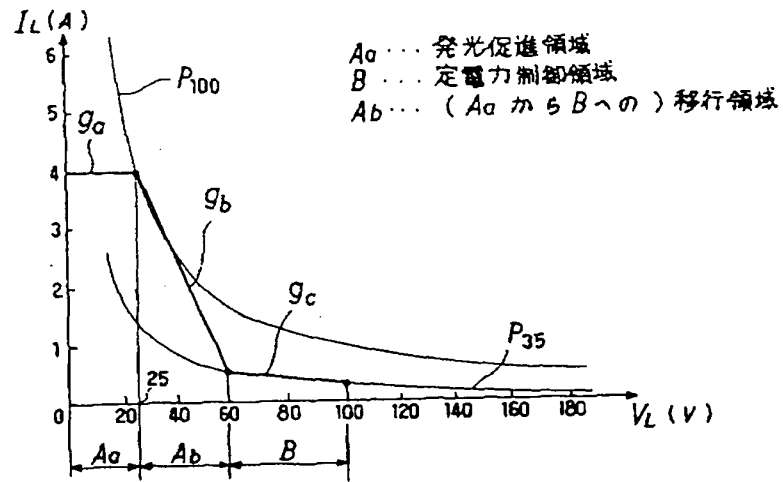


グラフ図
(光束の時間的变化)

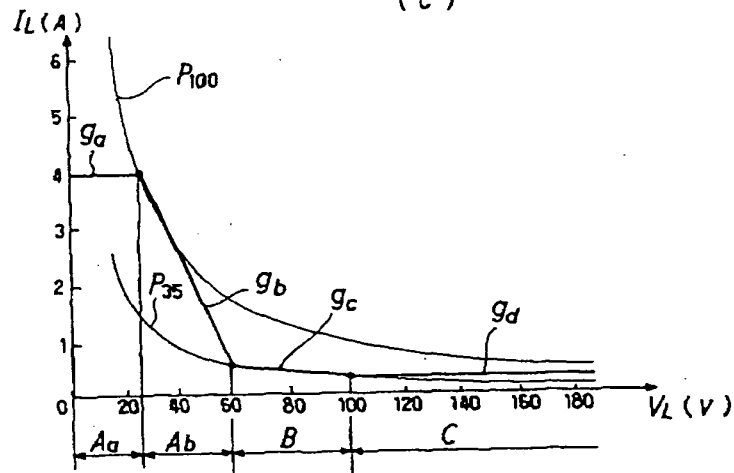
【第 3 図】



グラフ図
 (設計手順の一例)



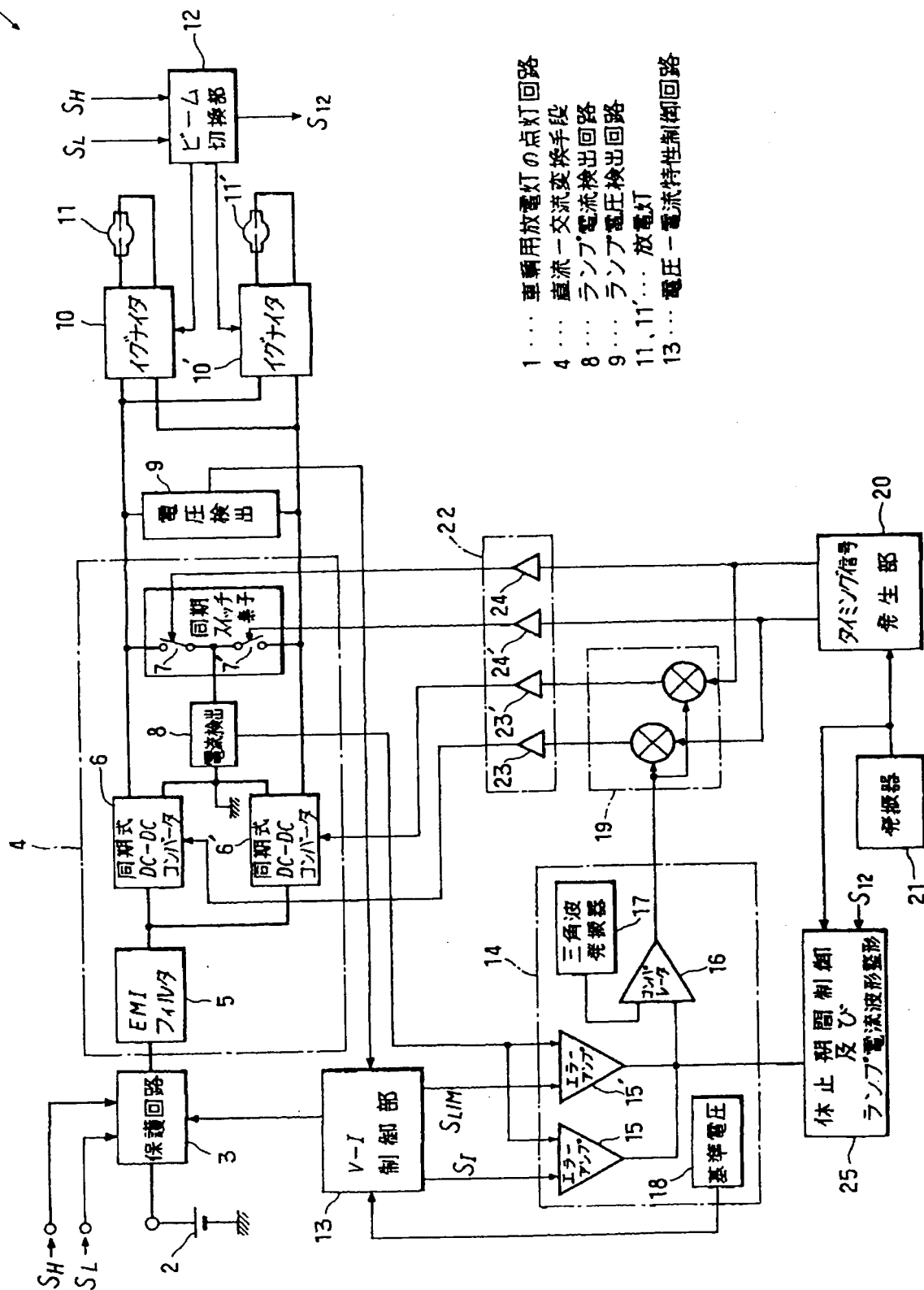
(C)



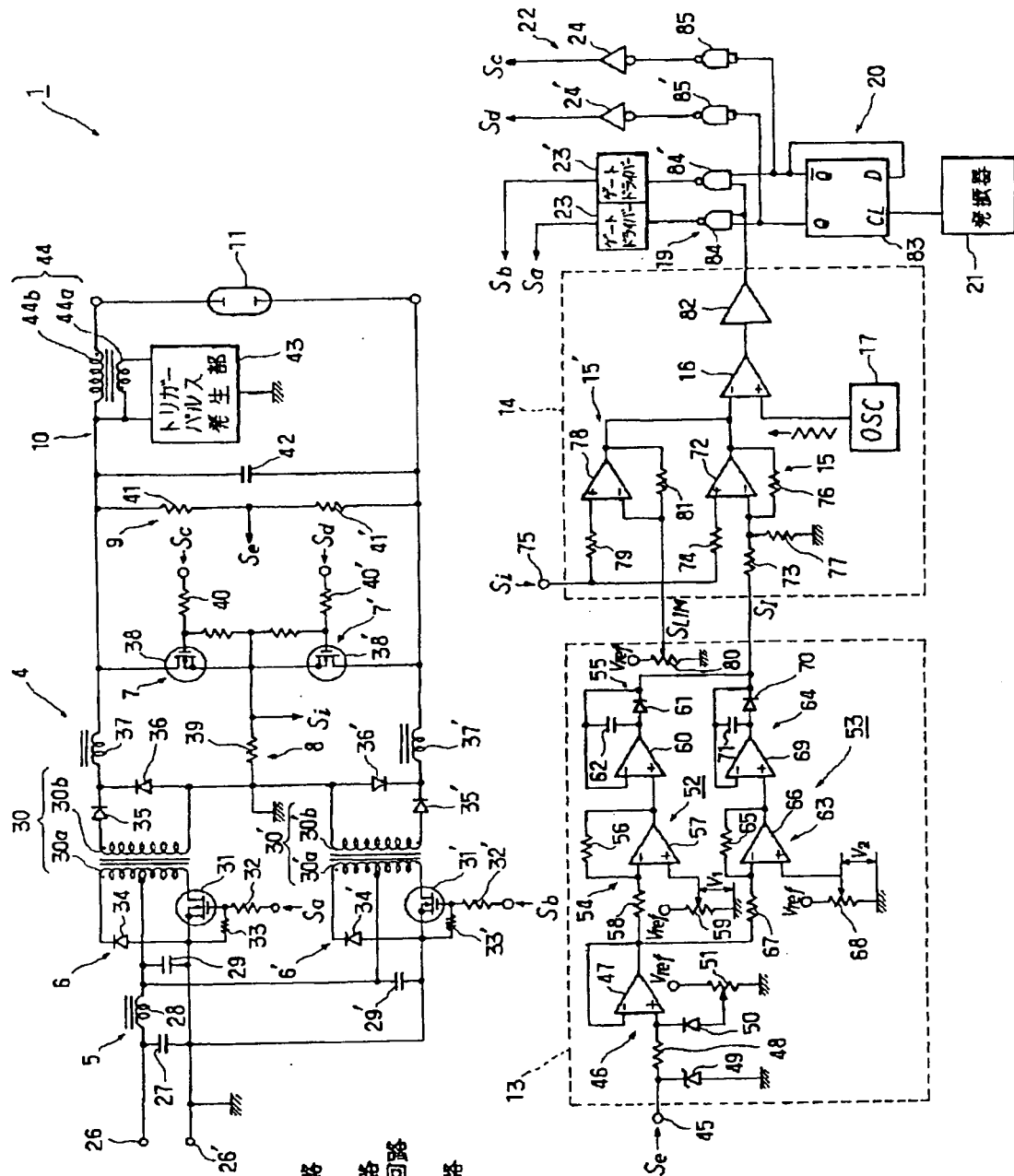
(D)

グラフ図
(設計手順の一例)

【第4図】



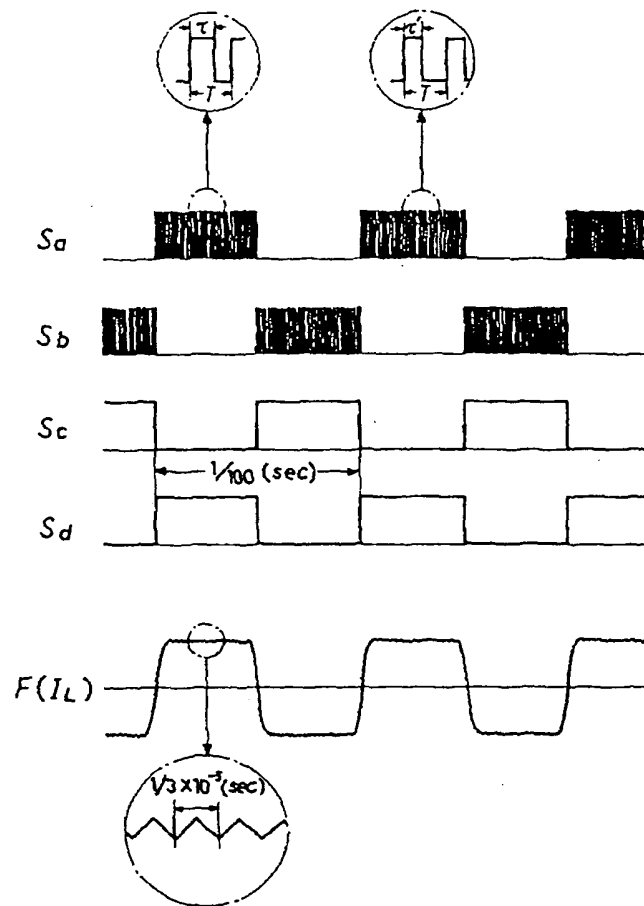
【第 5 図】



要部の回路図

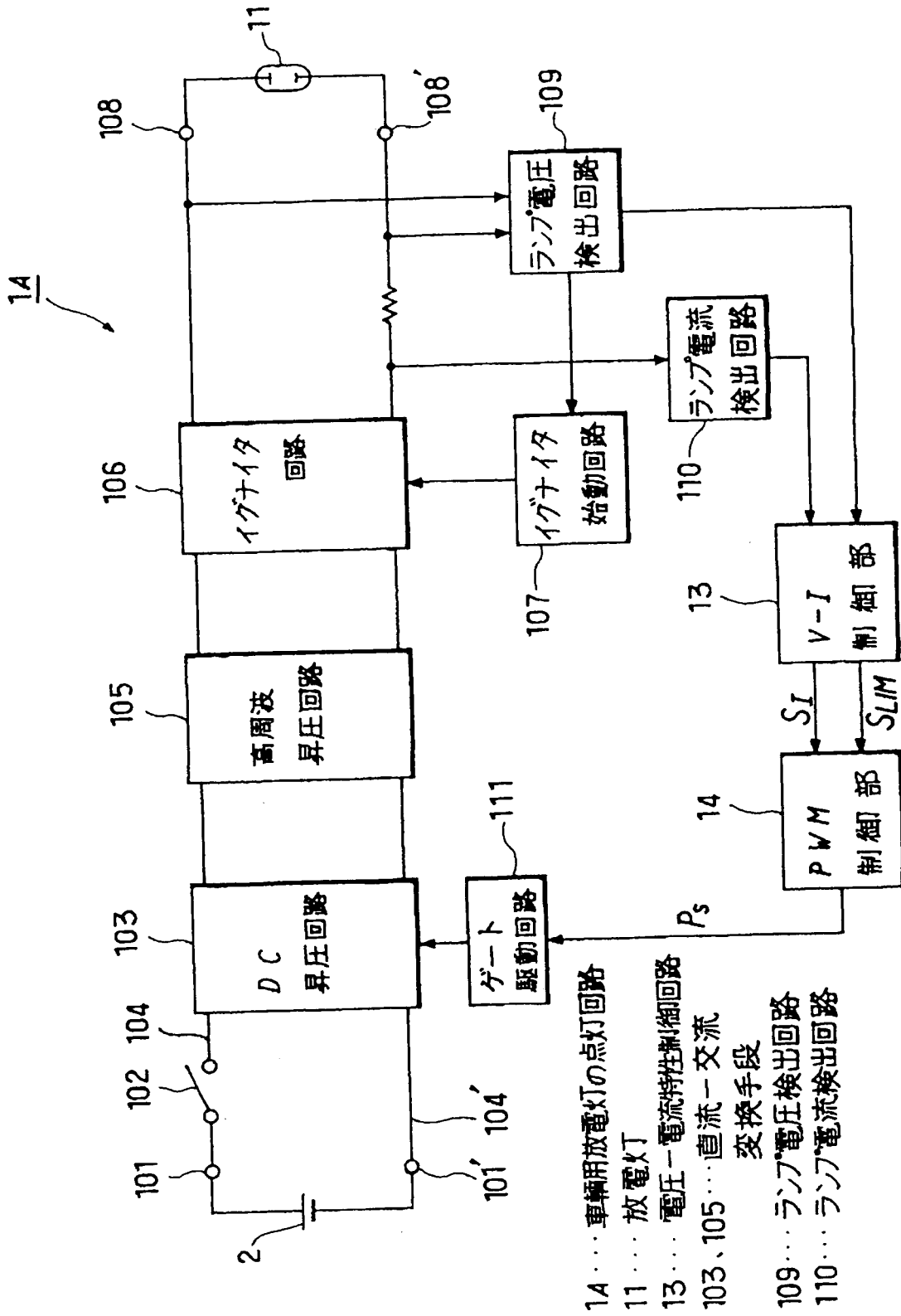
- 1 …… 車載用放電灯の点灯回路
 4 …… 直流-交流変換手段
 8 (39) …… ランプ電流検出回路
 9 (41, 41') …… ランプ電圧検出回路
 11, 11' …… 放電灯
 13 …… 電圧-電流特性制御回路
 52 …… 電力変化率低減手段

【第 6 図】



概略波形図

【第 7 図】



回路ブロック図(第 2 の実施例)

フロントページの続き

(51) Int. Cl. ⁶	識別記号	序内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 5 B 41/29			B 6 0 Q 1/04	E

(56) 参考文献

特開	平 2 - 136342 (J P , A)
特開	平 2 - 136343 (J P , A)
特開	平 2 - 215090 (J P , A)
特開	平 2 - 79395 (J P , A)
特開	平 2 - 278695 (J P , A)
特開	平 2 - 174092 (J P , A)
特開	昭 52 - 120582 (J P , A)
特開	昭 63 - 301493 (J P , A)
特開	昭 62 - 259391 (J P , A)
特開	昭 64 - 72494 (J P , A)
特開	昭 59 - 130086 (J P , A)
実開	昭 59 - 45897 (J P , U)
特公	昭 62 - 29877 (J P , B 2)